

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日            2 0 0 2 年 1 0 月 3 0 日  
Date of Application:

出 願 番 号            特 願 2 0 0 2 - 3 1 6 3 6 6  
Application Number:  
[ST. 10/C] :            [ J P 2 0 0 2 - 3 1 6 3 6 6 ]

出      願      人            株式会社デンソー  
Applicant(s):

2 0 0 3 年 1 0 月 1 0 日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今 井 康 夫

【書類名】 特許願

【整理番号】 PNID4182

【提出日】 平成14年10月30日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 3/137  
G05F 1/56

【発明者】

【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

【氏名】 板橋 徹

【発明者】

【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

【氏名】 石川 貴規

【発明者】

【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

【氏名】 永田 淳一

【特許出願人】

【識別番号】 000004260

【氏名又は名称】 株式会社デンソー

【代理人】

【識別番号】 100082500

【弁理士】

【氏名又は名称】 足立 勉

【電話番号】 052-231-7835

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 007102

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9004766

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 スイッチングレギュレータ及び電源装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 電力供給元から電気負荷に至る通電経路上にドレインとソースとが介挿される N チャンネル電界効果トランジスタと、

該 N チャンネル電界効果トランジスタからの出力を平滑化する平滑手段と、

該平滑手段から出力される平滑電圧が一定となるように前記 N チャンネル電界効果トランジスタを ON・OFF 動作させるための制御信号を生成する制御信号生成手段と、

該制御信号生成手段から供給される前記制御信号に基づいて、前記 N チャンネル電界効果トランジスタを ON・OFF するスイッチング手段と、

を備え、前記電力供給元からの電圧を降圧させるスイッチングレギュレータであって、

前記電力供給元から電力を取り込んで前記 N チャンネル電界効果トランジスタを ON 状態に維持するのに必要な電圧を生成するチャージポンプと、

ダイオードのカソードとコンデンサの一方の電極とを接続し、該ダイオードのアノードを前記電力供給元に接続する一方、前記コンデンサの他方の電極を前記通電経路における前記 N チャンネル電界効果トランジスタからの電力出力側に接続してなるブートストラップ回路と、

を備え、

前記スイッチング手段は、前記チャージポンプから供給される電圧と、前記ブートストラップ回路における前記コンデンサと前記ダイオードとの接続点から供給される電圧とを用いて前記制御信号の電圧を昇圧し、前記 N チャンネル電界効果トランジスタのゲートに供給することを特徴とするスイッチングレギュレータ。

【請求項 2】 前記チャージポンプから供給される電圧であるチャージ電圧、及び前記ブートストラップ回路から供給される電圧であるブート電圧のうち、大きい方を前記スイッチング手段に供給する供給電圧選択手段を備えることを特徴とする請求項 1 記載のスイッチングレギュレータ。

【請求項 3】 前記電力供給元の出力電圧が、前記チャージ電圧を用いるべき

電圧値であるチャージ電圧適用値を越えて下降しているか否かを検出するチャージ電圧適用値検出手段と、

前記出力電圧が、前記ブート電圧を用いるべき電圧値であるブート電圧適用値を越えて上昇しているか否かを検出するブート電圧適用値検出手段と、  
を備え、

前記スイッチング手段は、電源投入時には前記ブート電圧を選択し、以後、前記チャージ電圧適用値検出手段、及び前記ブート電圧適用値検出手段での検出結果に従って、前記チャージ電圧又は前記ブート電圧のいずれか一方を選択することを特徴とする請求項1記載のスイッチングレギュレータ。

【請求項4】 前記スイッチング手段は、前記出力電圧が前記ブート電圧適用値を越えて上昇していることを前記ブート電圧適用値検出手段が検出すると、前記チャージポンプに動作を停止させることを特徴とする請求項3記載のスイッチングレギュレータ。

【請求項5】 前記ブート電圧適用値検出手段は、前記出力電圧が前記ブート電圧適用値を越えて上昇していることを検出すると、前記チャージポンプに充電動作を停止させることを特徴とする請求項3記載のスイッチングレギュレータ。

【請求項6】 前記スイッチング手段は、前記制御信号のデューティ比が予め設定された値を越えると、前記Nチャネル電界効果トランジスタをON固定することを特徴とする請求項1乃至請求項5いずれか記載のスイッチングレギュレータ。

【請求項7】 前記制御信号生成手段は、

充電電圧が基準電位として出力される基準電位コンデンサ、及び該基準電位コンデンサの充電電圧を一定の供給電圧にて充電する充電回路からなる基準電位生成手段を備え、前記基準電位が供給電圧に到達するまでの間は、前記Nチャネル電界効果トランジスタを介して前記平滑手段に供給される電力が時間の経過に伴って増大し、該基準電位が一定電圧に到達すると、前記平滑手段から出力される平滑電圧が一定となるように、前記Nチャネル電界効果トランジスタを動作させる前記制御信号を生成することを特徴とする請求項1乃至請求項6いずれか記載のスイッチングレギュレータ。

【請求項 8】 前記出力電圧に応じて前記基準電位コンデンサの電荷を放電する放電手段を備えることを特徴とする請求項 7 記載のスイッチングレギュレータ。

【請求項 9】 前記放電手段は、電源投入時には放電を行い、以後、前記出力電圧が予め設定された上昇基準値を越えて上昇すると放電を停止し、予め設定された下降基準値を越えて下降すると放電を再開することを特徴とする請求項 8 記載のスイッチングレギュレータ。

【請求項 10】 請求項 1 乃至請求項 8 いずれか記載のスイッチングレギュレータと、

該スイッチングレギュレータから前記電気負荷に至る前記通電経路上に接続されたシリーズレギュレータと、

を備えることを特徴とする電源装置。

【請求項 11】 請求項 9 記載のスイッチングレギュレータと、

該スイッチングレギュレータから前記電気負荷に至る前記通電経路上に接続されたシリーズレギュレータと、

を備え、

前記下降基準値は、出力すべき電圧を前記シリーズレギュレータに確保させることが可能な前記平滑電圧よりも大きく設定されていることを特徴とする電源装置。

【請求項 12】 車両に搭載されたことを特徴とする請求項 10 又は請求項 11 記載の電源装置。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

##### 【発明の属する技術分野】

本発明は、スイッチングレギュレータと、これを備えた電源装置とに関する。

##### 【0002】

##### 【従来の技術】

従来より、外部電源からの入力を降圧し、所望の安定した定電圧にて電源供給を行う電源装置として、スイッチングレギュレータやシリーズレギュレータが知

られている（例えば、特許文献1参照。）。

#### 【0003】

このうち、スイッチングレギュレータは、必要な電力のみを平滑回路に供給するように外部電源からの通電経路にシリーズ接続されたトランジスタをON・OFF（スイッチング）制御して、一定電圧を得るようにされているため、出力電圧の精度では劣るが電力損失は小さい。

#### 【0004】

一方、シリーズレギュレータは、通電経路にシリーズ接続されたトランジスタの駆動力を増減することでトランジスタの両端電圧を細かく制御して、一定電圧を得るようにされており、不要な電力がトランジスタにて消費（熱に変換）されるため、スイッチングレギュレータとは逆に、電力損失は大きいが出力電圧の精度は優れている。

#### 【0005】

そこで、これらスイッチングレギュレータとシリーズレギュレータとを共に通電経路上にシリーズ接続し、スイッチングレギュレータが、所望電圧より高い電圧を有する外部電源からの入力を、所望電圧に近い中間電圧まで小さな電力損失にて降圧し、シリーズレギュレータが、その中間電圧を所望電圧まで精度よく降圧するように構成された電源装置が提案されている（例えば、特許文献2参照。）。このように構成された電源装置では、シリーズレギュレータにて必要以上に電力を損失してしまうことがなく、電圧精度に優れた出力を小さな電力損失にて得ることができる。

#### 【0006】

ここで、図6は、スイッチングレギュレータとシリーズレギュレータとを共に通電経路上にシリーズ接続してなる電源装置の一例を示す回路図である。

図6に示すように、電源装置101は、コイルL1及びコンデンサC1にて構成された周知のローパスフィルタからなり、外部電源からの通電経路に重畳された高周波のノイズ成分を除去する入力フィルタ2と、入力フィルタ2を介して外部電源から入力される入力電圧 $V_1$ を降圧して一定電圧の中間出力 $V_3$ を生成するスイッチングレギュレータ30と、スイッチングレギュレータ30の出力（中間

出力 $V_3$ )を降圧して一定電圧の供給出力 $V_4$ (電源装置101の出力)を生成するシリーズレギュレータ40とからなる。

#### 【0007】

そして、スイッチングレギュレータ30は、通電経路にシリーズ接続されたエンハンスメント型のNチャネルMOS型電界効果トランジスタ(以下単に「FET」という。)4と、FET4の出力を平滑化する平滑回路5と、平滑回路5の出力(即ち中間出力 $V_3$ )が一定電圧となるようにFET4をON・OFF動作させるレギュレートIC31とからなる。但し、FET4は、ドレインが入力フィルタ2に、ソースが平滑回路5に接続されている。

#### 【0008】

一方、シリーズレギュレータ40は、スイッチングレギュレータ30を介してシリーズレギュレータ40に流れ込む電流I1の大きさを検出するための電流検出用抵抗器R2と、電流検出用抵抗器R2が挿入された通電経路にシリーズ接続されたPNP型のバイポーラトランジスタ(以下単に「トランジスタ」という。)7と、トランジスタ7の出力(即ち供給出力 $V_4$ )が一定電圧となるようにトランジスタ7のベース電流を増減制御すると共に、電流検出用抵抗器R2にて発生する電圧からトランジスタ7に流入する電流を検出し、過大な電流が流れている時には、トランジスタ7をオフするなどの保護動作を行うレギュレートIC41とからなる。

#### 【0009】

このうち平滑回路5は、コイルL2及びコンデンサC2からなるローパスフィルタと、FET4のOFF時に導通して還流電流を流すことで、FET4のON時にコイルL2及びコンデンサC2に蓄積された電磁エネルギーを放出させるフライホイールダイオードD2とからなる周知のものである。

#### 【0010】

又、スイッチングレギュレータ30を構成するレギュレートIC31は、平滑回路5の出力電圧(中間出力 $V_3$ )を分圧する分圧回路32と、分圧回路32により分圧されたフィードバック電圧に基づいて、後述する比較信号を生成する比較信号生成回路33と、比較信号生成回路33にて生成された比較信号の電圧の



大きさに応じたデューティ比（ON・OFF制御の1周期中におけるON時間の割合）からなるPWM（Pulse Width Modulation）信号を生成するPWM回路34と、一定時間毎に入力フィルタ2とFET4との間の通電経路から電力を取り込み、PWM信号のハイレベル時の電圧（つまり、PWM信号の振幅）を、FET4をON状態に維持可能な大きさ（つまり、FET4のON時におけるソース電圧とFET4の閾値電圧とを足し合わせたものよりも大きな電圧）に昇圧するのに必要な電圧を生成するチャージポンプ35と、チャージポンプ35から供給される電圧を用いて、PWM回路34から供給されるPWM信号のハイレベル時の電圧を昇圧（つまり、PWM信号の振幅を増幅）し、出力電圧 $V_2$ としてFET4のゲートに供給するプリドライブ回路36とからなる。

#### 【0011】

このうち、チャージポンプ35は、入力フィルタ2とFET4との間の通電経路から取り込んだ電力を当該チャージポンプ35に具備された複数のコンデンサに蓄積させ、これらコンデンサを直列に接続することにより、プリドライブ回路36に供給すべき電圧を生成するようにされている。

#### 【0012】

又、PWM回路34は、0Vを中心にして正方向及び負方向に振動する三角波を生成する基準波形生成回路341と、基準波形生成回路341が生成する三角波の電圧と比較信号生成回路33から供給される比較信号の電圧とを大小比較することにより、比較信号の電圧に応じたデューティ比からなるPWM信号を生成する演算増幅器342とからなる。但し、演算増幅器342は、比較信号の電圧が低いほどデューティ比の大きなPWM信号を生成するように設定されている。

#### 【0013】

又、比較信号生成回路33は、電源装置101の起動と共に、一定の供給電圧を発生させる電圧発生回路331、及び電圧発生回路331が供給電圧を供給する供給経路に接続された抵抗器R3、一端が接地され他端が抵抗器R3を介して電圧発生回路331に接続されたコンデンサC3からなり、コンデンサC3を供給電圧にて充電することで基準電位 $V_{ref}$ を生成する基準電位生成回路332と、分圧回路32から供給されるフィードバック電圧から基準電位生成回路332

が生成する基準電位  $V_{ref}$  を減算し、その差分を増幅してなる比較信号を生成する演算増幅器 3 3 3 とからなる。但し、演算増幅器 3 3 3 は、減算結果が正である場合には、正の電圧を有する比較信号を生成し、負である場合には、負の電圧を有する比較信号を生成し、ゼロである場合には 0 V からなる比較信号を生成するように設定されている。

#### 【0 0 1 4】

そして、基準電位生成回路 3 3 2 は、電源装置 1 0 1 が起動すると、抵抗器 R 3 の抵抗値及びコンデンサ C 3 の容量値で決まる時定数にて、コンデンサ C 3 の充電を行うことにより、時間の経過に伴って大きくなり、最終的に供給電圧と等しくなる基準電位  $V_{ref}$  を生成する。

#### 【0 0 1 5】

これにより、演算増幅器 3 3 3 は、基準電位  $V_{ref}$  が小さい時には PWM 回路 3 4 にて生成される PWM 信号のデューティ比が小さく、基準電位  $V_{ref}$  に近づくほど PWM 信号のデューティ比が大きくなるような比較信号を生成する。

つまり、比較信号生成回路 3 3 は、電源装置 1 0 1 の起動から一定時間が経過するまでの間は、PWM 信号のデューティ比を時間の経過に伴って徐々に大きくするよう制御して、過渡状態のトランジスタに突入電流が流れ込むことを防止する、いわゆるソフトスタート回路として構成されている（ソフトスタート回路については、例えば、特許文献 3 参照。）。

#### 【0 0 1 6】

##### 【特許文献 1】

特開平 9 - 3 7 5 4 5 号公報（段落 [0 0 0 2] ~ [0 0 0 4]、図 2、図 3）

##### 【特許文献 2】

特開平 6 - 3 3 5 2 3 8 号公報（段落 [0 0 0 2] ~ [0 0 0 5]、図 3）

##### 【特許文献 3】

特開平 6 - 2 5 0 7 4 7 号公報（段落 [0 0 1 6] ~ [0 0 1 7]、図 1）

## 【0017】

## 【発明が解決しようとする課題】

ところで、一般的に、FETは、その構造上、ゲートソース間にコンデンサ（寄生容量）が形成されるため、FETをONする際（つまり、ゲートに電圧を印加した瞬間）、ゲートに電流が流れ込んでしまうという特性がある。これにより、スイッチングレギュレータ30では、FET4をONする度に、チャージポンプ35のコンデンサに蓄積されていた電荷がFET4のゲートへ流出し、プリドライブ回路36に供給する電圧が次第に低下するため、チャージポンプ35に容量の大きなコンデンサを備える必要があった。

## 【0018】

又、図7に示すように、電源装置101が、例えば、車両の電源装置として用いられる場合、エンジンを始動するための大型電気負荷（例えば、セルモータなど）が駆動されるなどしたときには、バッテリーからの入力電圧 $V_1$ が大きく低下する場合がある。

## 【0019】

尚、チャージポンプ35は、それぞれが入力電圧 $V_1$ で充電される複数のコンデンサを直列接続することにより、高電圧（コンデンサがN個ある場合には $N \times V_1$ ）を得るように構成されているため、入力電圧 $V_1$ が低下すると、必然的にチャージポンプ35からプリドライブ回路36に供給される電圧も低下し、ひいては、プリドライブ回路36が出力する出力電圧 $V_2$ も低下する（図中における破線で示した波形を参照。）。

## 【0020】

このため、入力電圧 $V_1$ が大きく低下すると、FET4をONするのに必要な大きさの出力電圧 $V_2$ を確保できない場合があり、このような事態を回避するためには、チャージポンプ35により多くのコンデンサを具備する必要があった。

つまり、電源装置101が安定した動作を行うためには、スイッチングレギュレータ30に、容量の大きなコンデンサや数多くのコンデンサを具備した大掛かりなチャージポンプを備える必要があり、これに起因して、電源装置101やスイッチングレギュレータ30のサイズが大きくなってしまいう問題点があっ

た。

#### 【0021】

ところで、スイッチングレギュレータ30は、入力電圧 $V_1$ の供給開始時に、コンデンサC3の充電電圧（つまり、基準電圧 $V_{ref}$ ）を利用してソフトスタートを行い、突入電流を防止するように構成されている。又、このソフトスタートが終了して動作状態が一端安定した後でも、入力電圧 $V_1$ が一時的に大きく低下した場合には、入力電圧 $V_1$ の供給開始時と同様、入力電圧 $V_1$ が元の大きさに復帰する際に、突入電流が流れる可能性があるため、このときにも、ソフトスタートを行うことが望ましい。

#### 【0022】

しかし、コンデンサC3に蓄積された電荷は、一時的に入力電圧 $V_1$ が低下しただけでは、ほとんど放電されないため、ソフトスタートを機能させることができないという問題点もあった。

そこで、本発明は、上記問題点を解決するために、スイッチングレギュレータと、これを備えた電源装置とにおいて、大掛かりなチャージポンプを備えずとも、安定した動作を行うことを可能とする技術と、必要なときに確実にソフトスタートを行うことを可能とする技術とを提供することを目的とする。

#### 【0023】

##### 【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するためになされた請求項1記載のスイッチングレギュレータでは、電力供給元からの電圧を降圧させる際に、平滑手段が、電力供給元から電気負荷に至る通電経路上にドレインとソースとが介挿されるNチャネル電界効果トランジスタの出力を平滑化し、制御信号生成手段が、平滑手段から出力される平滑電圧が一定となるようにNチャネル電界効果トランジスタをON・OFF動作させるための制御信号を生成する。

#### 【0024】

そして、スイッチング手段が、制御信号生成手段から供給される制御信号に基づいて、Nチャネル電界効果トランジスタをON・OFFする際に、チャージポンプから供給される電圧と、ブートストラップ回路から供給される電圧とを用い

て制御信号の電圧を昇圧し、Nチャネル電界効果トランジスタのゲートに供給する。

#### 【0025】

但し、チャージポンプは、電力供給元から電力を取り込んでNチャネル電界効果トランジスタをON状態に維持するのに必要な電圧を生成する。又、ブートストラップ回路は、ダイオードのカソードとコンデンサの一方の電極とを接続し、該ダイオードのアノードを電力供給元に接続する一方、コンデンサの他方の電極を通電経路におけるNチャネル電界効果トランジスタからの電力出力側に接続してなり、コンデンサとダイオードとの接続点から電圧を供給する。

#### 【0026】

このようなスイッチングレギュレータによれば、Nチャネル電界効果トランジスタのOFF時に、ブートストラップ回路のコンデンサが充電され、Nチャネル電界効果トランジスタのON時に、通電経路におけるNチャネル電界効果トランジスタからの電力出力側に接続された電極の電位が上昇して、ブートストラップ回路からスイッチング手段に供給される電圧（つまり、コンデンサとダイオードとの接続点から供給される電圧）が昇圧するため、ブートストラップ回路から供給される電圧のみを用いて、制御信号の電圧を、Nチャネル電界効果トランジスタをON状態に維持可能な大きさに昇圧できる。

#### 【0027】

しかし、Nチャネル電界効果トランジスタのON時には、ブートストラップ回路のコンデンサの電極間に電位差が生じず、コンデンサが充電されない。このため、例えば、Nチャネル電界効果トランジスタをON固定すると、ブートストラップ回路から供給される電圧が次第に低下し、Nチャネル電界効果トランジスタをON状態で維持できなくなる。つまり、チャージポンプは、この時にのみ、ブートストラップ回路に代えて電圧を供給すれば良いため、小さな容量のコンデンサを具備するだけで良い。

#### 【0028】

以上から、本発明により、大掛かりなチャージポンプを備えずとも、安定して動作することが可能なスイッチングレギュレータを提供できる。

尚、上記発明は、請求項 2 記載のように、チャージポンプから供給される電圧であるチャージ電圧、及びブートストラップ回路から供給される電圧であるブート電圧のうち、大きい方をスイッチング手段に供給する供給電圧選択手段を備えていても良い。

#### 【0029】

このようにスイッチングレギュレータが構成されていれば、スイッチング手段は、常に、チャージ電圧及びブート電圧のうちの大きい方を用いて制御信号を昇圧できるため、確実に N チャンネル電界効果トランジスタを ON することができる。

#### 【0030】

又、請求項 3 記載のように、電力供給元の出力量電圧が、チャージ電圧を用いるべき電圧値であるチャージ電圧適用値を越えて下降しているか否かを検出するチャージ電圧適用値検出手段と、出力電圧が、ブート電圧を用いるべき電圧値であるブート電圧適用値を越えて上昇しているか否かを検出するブート電圧適用値検出手段とを備え、スイッチング手段は、電源投入時にはブート電圧を選択し、以後、チャージ電圧適用値検出手段、及びブート電圧適用値検出手段での検出結果に従って、チャージ電圧又はブート電圧のいずれか一方を選択するように設定されていても良い。

#### 【0031】

このようにスイッチングレギュレータが構成されていれば、電力供給元の出力量電圧が大きく低下して N チャンネル電解効果トランジスタの ON 時間を長く設定する際にチャージ電圧を用いたり、又、出力電圧が十分な大きさのブート電圧を確保できる程度に上昇した際にブート電圧を用いることができる。つまり、電力供給元の出力量電圧の状態に応じて、チャージ電圧及びブート電圧のうちの適切な方を用いて制御信号を昇圧することができる。

#### 【0032】

尚、この場合、請求項 4 記載のように、スイッチング手段は、出力電圧がブート電圧適用値を越えて上昇していることをブート電圧適用値検出手段が検出すると、チャージポンプに動作を停止させるように設定されていても良いし、又は、

請求項 5 記載のように、ブート電圧適用値検出手段が、出力電圧がブート電圧適用値を越えて上昇していることを検出すると、チャージポンプに充電動作を停止させるように設定されていても良い。

#### 【0 0 3 3】

このようにスイッチング手段もしくはブート電圧適用値検出手段が設定されていれば、チャージ電圧を用いる必要がない時に、チャージポンプが充電動作を停止するため、その分だけスイッチングレギュレータに供給される電力を低減することができる。

#### 【0 0 3 4】

ここで、スイッチング手段は、請求項 6 記載のように、制御信号のデューティ比が予め設定された値を越えると、Nチャネル電界効果トランジスタをON固定するように設定されていることが望ましい。

このようにスイッチング手段が設定されていれば、電力供給元の出力電圧が低下した際に、Nチャネル電界効果トランジスタをON・OFF動作させてしまうことがないため、このときにチャージポンプを用いている場合には、チャージポンプから電荷が流出してしまうことを防止できる。

#### 【0 0 3 5】

又、制御信号生成手段は、請求項 7 記載のように、充電電圧が基準電位として出力される基準電位コンデンサ、及び該基準電位コンデンサの充電電圧を一定の供給電圧にて充電する充電回路からなる基準電位生成手段を備え、基準電位が供給電圧に到達するまでの間は、Nチャネル電界効果トランジスタを介して平滑手段に供給される電力が時間の経過に伴って増大し、該基準電位が一定電圧に到達すると、平滑手段から出力される平滑電圧が一定となるように、Nチャネル電界効果トランジスタを動作させる制御信号を生成するように設定されていることが望ましい。

#### 【0 0 3 6】

即ち、このように制御信号生成手段を構成すれば、当該スイッチングレギュレータを所謂、ソフトスタートさせることができるため、突入電流の発生を防止できる。

ここで、この場合、スイッチングレギュレータは、請求項 8 記載のように、出力電圧に応じて前記基準電位コンデンサの電荷を放電する放電手段を備えることが望ましい。

#### 【0 0 3 7】

このような放電手段を備えていれば、例えば、電力供給元の出力電圧が電源投入時と同じ程度に低下した場合に、放電手段に基準電位コンデンサから電荷を放電させることにより、出力電圧の復帰時における突入電流の発生を確実に防止することができる。

#### 【0 0 3 8】

即ち、本発明により、必要な時に確実にソフトスタートを行うことができる。

尚、放電手段は、例えば、請求項 9 記載のように、電源投入時には放電を行い、以後、出力電圧が予め設定された上昇基準値を越えて上昇すると放電を停止し、予め設定された下降基準値を越えて下降すると放電を再開するように設定すれば良い。

#### 【0 0 3 9】

次に、請求項 1 0 記載のように、請求項 1 乃至請求項 9 いずれか記載のスイッチングレギュレータと、該スイッチングレギュレータから電気負荷に至る通電経路上に接続されたシリーズレギュレータとを備える電源装置を構成しても良い。

このような電源装置によれば、シリーズレギュレータにて必要以上に電力を損失してしまうことなく、シリーズレギュレータにて電圧精度に優れた出力を小さな電力損失にて得ることができるため、小さな電力損失にて電圧精度の優れた電源装置を提供できる。

#### 【0 0 4 0】

尚、請求項 1 1 記載のように、請求項 9 記載のスイッチングレギュレータと、該スイッチングレギュレータから電気負荷に至る通電経路上に接続されたシリーズレギュレータとを備える電源装置を構成する場合には、下降基準値は、出力すべき電圧をシリーズレギュレータに確保させることが可能な平滑電圧よりも大きく設定されていることが望ましい。

#### 【0 0 4 1】



このように下降基準値が設定されていれば、電力供給元の出力電圧が大きく低下してから元の大きさに復帰するまでの間に基準電位コンデンサを放電し終え、出力電圧の復帰時に、確実にスイッチングレギュレータをソフトスタートさせることができる。

#### 【0 0 4 2】

尚、これら電源装置は、請求項 1 2 記載のように、車両に搭載されていても良い。

#### 【0 0 4 3】

##### 【発明の実施の形態】

以下に本発明の実施形態を図面と共に説明する。

##### [第 1 実施形態]

まず、図 1 は、本実施形態における電源装置の回路図、図 2 は、この電源装置を搭載する車載電子制御装置の概略構成図である。尚、本実施形態の電源装置は、従来装置である電源装置 1 0 1 とスイッチングレギュレータの構成が一部異なるだけであるので、ここでは、電源装置 1 0 1 と共通する構成要素については同一の符号を付して、その説明を省略し、異なる部分についてのみ詳述する。

#### 【0 0 4 4】

図 2 に示すように、車載電子制御装置 5 0 は、フィルタや A/D 変換器などで構成され、装置外部に設置された各種センサ（図示せず）からの検出信号などを入力するための入力回路 5 1 と、外部電源 G から電源供給を受けて動作する電子負荷 L D 1 ~ L D n を駆動制御する駆動回路 5 3（D R 1 ~ D R n）と、入力回路 5 1 を介して入力された検出信号に基づいて各種演算処理を実行し、駆動回路 5 3 を動作させるための指令値（制御値）を求めるマイクロコンピュータ（マイコン）5 5 と、外部電源 G からの電源供給を受けて装置内部の各部 5 1 ~ 5 5 に所望電圧にて電源供給を行う電源装置 1 とを備える。

#### 【0 0 4 5】

尚、外部電源 G は、電源電圧が高く（本実施形態では 1 2 V）、しかも比較的大きな電圧変動があるため、これを降圧して電圧変動のない安定した一定電圧（本実施形態では 2 . 5 V）での電源供給を行うために、電源装置 1 は設けられて

いる。

#### 【0046】

図1に示すように、電源装置1のスイッチングレギュレータ60は、ダイオードD4のカソードとコンデンサC4の一方の電極とを接続し、ダイオードD4のアノードを入力フィルタ2とFET4のドレインとの間の通電経路に接続する一方、コンデンサC4の他方の電極をFET4のソースと平滑回路5との間の通電経路に接続してなるブートストラップ回路67を備える。

#### 【0047】

そして、スイッチングレギュレータ60のレギュレートIC61は、プリドライブ回路36、チャージポンプ35に代えて、プリドライブ回路66、チャージポンプ65を備える。

まず、プリドライブ回路66は、プリドライブ回路36と同様に、PWM回路34から供給されるPWM信号のハイレベル時の電圧を昇圧するだけでなく、PWM信号のデューティ比が予め設定された基準デューティ比（本実施形態では95%）よりも大きくなると、昇圧したPWM信号（出力電圧 $V_2$ ）のデューティ比を100%に設定し、FET4をON固定するようにも設定されている。

#### 【0048】

次に、チャージポンプ65は、チャージポンプ35と同様、一定時間毎に、入力フィルタ2とFET4との間の通電経路から取り込んだ電力を当該チャージポンプ65に具備された複数のコンデンサに蓄積させ、これらコンデンサを直列に接続することにより、プリドライブ回路66に供給すべき電圧を生成するようにされている。但し、チャージポンプ65は、コンデンサの数やコンデンサの容量をチャージポンプ35よりも小さく設定されている。

#### 【0049】

更に、レギュレートIC61は、チャージポンプ65が生成する電圧であるチャージ電圧、及びブートストラップ回路67が生成する電圧であるチャージ電圧（つまり、コンデンサC4の充電電圧）をそれぞれ取り込み、これら電圧のうちの大きい方をプリドライブ回路66へ供給する供給電圧選択回路68と、基準電位生成回路332におけるコンデンサC3の充放電を制御するNPN型のトラン

ジスタ 8 と、入力フィルタ 2 と F E T 4 のドレインとの間の通電経路に接続され、入力電圧  $V_1$  が予め設定された上昇基準値（本実施形態では、4.5 V）を越えて上昇したのか否かを検出する一方、入力電圧  $V_1$  が予め設定された下降基準値を越えて下降したのか否かを検出し、それぞれの検出結果に基づいてトランジスタ 8 を ON・OFF する電圧検出回路 6 9 とを備える。

#### 【0050】

但し、供給電圧選択回路 6 8 は、ダイオード D 5、D 6 のカソード同士を互いに接続して、共にプリドライブ回路 6 6 へ接続する一方、ダイオード D 5、D 6 のアノードをそれぞれ、ブートストラップ回路 6 7 のコンデンサ C 4 とダイオード D 4 との接続点とチャージポンプ 6 5 とに接続してなり、ブート電圧とチャージ電圧とのうち、大きい方がプリドライブ回路 6 6 へ供給されるようになっている。

#### 【0051】

そして、トランジスタ 8 は、コレクタが基準電位生成回路 3 3 2 のコンデンサ C 3 の正極側電極に接続され、又、エミッタが接地されている。

又、電圧検出回路 6 9 に設定された下降基準値は、出力すべき電圧（本実施形態では 2.5 V）をシリースレギュレータ 4 0 に確保させることが可能な中間出力  $V_3$  の値（本実施形態では 3.0 V）よりも大きく設定されている。

#### 【0052】

以上のように構成された電源装置 1 では、図 3 に示すように、車両のイグニッション SW が ON（つまり、電源装置 1 が外部電源 G に電氣的に接続）されて、外部電源 G からの入力電圧  $V_1$  が上昇基準値に達したことを電圧検出回路 6 9 が検出すると、電圧検出回路 6 9 は、トランジスタ 8 を ON・OFF する駆動信号をローレベルに設定し、ON していたトランジスタ 8 を OFF する。これにより、コンデンサ C 3 の充電が開始され、PWM 回路 3 4 は、コンデンサ C 3 が完全に充電されるまでの間、時間の経過に伴って PWM 信号のデューティ比を徐々に大きくして F E T 4 を ON・OFF 制御し、電源装置 1 をソフトスタートする。

#### 【0053】

ここで、ブートストラップ回路 6 7 では、F E T 4 が ON・OFF 動作してい

る最中のOFF期間に、コンデンサC4が入力電圧 $V_1$ にて充電される。そして、FET4のON時に、FET4のソース側に接続されたコンデンサC4の電極の電位が入力電圧 $V_1$ と同じレベルに上昇し、その分ブート電圧（つまり、コンデンサとダイオードとの接続点の電圧）が昇圧される。

#### 【0054】

又、チャージポンプ75は、入力電圧 $V_1$ にて充電されたコンデンサを直列接続して、チャージ電圧を生成する。

又、プリドライブ回路66は、供給電圧選択回路68により選択された、ブート電圧及びチャージ電圧のうちの大きい方を用いてPWM信号のハイレベル時の電圧を昇圧し、出力電圧 $V_2$ としてFET4のベースに供給し、FET4をON・OFF動作させる。尚、FET4がON・OFF動作している最中、上述したようにブート電圧は、FET4のON時に入力電圧 $V_1$ の2倍程度に昇圧される。このため、FET4がON・OFF動作している最中では、ブート電圧の方がチャージ電圧よりも大きくなり、プリドライブ回路66に供給される。一方、FET4がONしている期間、ブートストラップ回路67のコンデンサC4の両端電圧（つまり、電極間の電圧）は0Vとなり、ブート電圧は次第に低下してくるため、FET4をOFFする期間のないON固定時では、チャージ電圧の方がブート電圧よりも大きくなり、プリドライブ回路66に供給される。

#### 【0055】

そして、コンデンサC3の充電が開始されてから一定時間が経過して、FET4がソフトスタートから定常のスイッチング（ON・OFF）動作に移行したのち、入力電圧 $V_1$ がエンジンの始動により低下すると、PWM回路34は、中間出力 $V_3$ を一定電圧に維持するようにデューティ比の大きなPWM信号を生成し、プリドライブ回路66に供給する。ここで、PWM信号のデューティ比が基準デューティ比を越えると、プリドライブ回路66は、出力電圧 $V_2$ のデューティ比を100%に設定し、FET4をON固定する。

#### 【0056】

このとき、入力電圧 $V_1$ が下降基準値を越えて下降しなかった場合には、入力電圧 $V_1$ が復帰して、PWM回路34からのPWM信号のデューティ比が基準デ

ユーティ比を下回った際に、プリドライブ回路 6 6 は ON 固定を解除する（図中 1 回目のエンジン始動期間を参照。）。

#### 【0 0 5 7】

一方、入力電圧  $V_1$  が下降基準値を越えて下降した場合には、電圧検出回路 6 9 は、駆動信号をハイレベルに設定して、トランジスタ 8 を ON し、基準電位生成回路 3 3 2 のコンデンサ C 3 を放電させる。その後、入力電圧  $V_1$  が上昇基準値を越えて上昇した際に、電圧検出回路 6 9 は、駆動信号をローレベルに設定して、トランジスタ 8 を OFF し、基準電位生成回路 3 3 2 のコンデンサ C 3 を充電させる。これにより、電源装置 1 がソフトスタートする（図中 2 回目のエンジン始動期間を参照。）。

#### 【0 0 5 8】

従って、本実施形態の電源装置 1 によれば、FET 4 が ON・OFF 動作している最中では、ブートストラップ回路 6 7 からのブート電圧を用いて、PWM 信号のハイレベル時の電圧（つまり、PWM 信号の振幅）を、FET 4 を ON 状態に維持可能な大きさに昇圧できる。

#### 【0 0 5 9】

そして、チャージポンプ 6 5 は、FET 4 の ON 固定時にのみチャージ電圧を供給すれば良いため、大きな容量のコンデンサを具備する必要がない。

即ち、本実施形態の電源装置 1 は、大掛かりなチャージポンプを備えずとも、安定した動作を実現できる。

#### 【0 0 6 0】

更に、本実施形態の電源装置 1 は、入力電圧  $V_1$  が下降基準値を越えて下降した際に、電圧検出回路 6 9 及びトランジスタ 8 は、基準電位生成回路 3 3 2 のコンデンサ C 3 を放電し、入力電圧  $V_1$  が上昇基準電圧を越えて上昇した際に、コンデンサ C 3 の充電を開始させるため、突入電流が発生するような場合に確実にソフトスタートすることができる。

#### 【0 0 6 1】

即ち、本実施形態の電源装置 1 は、必要な時に確実にソフトスタートを行うことができる。

尚、本実施形態では、平滑回路 5 が本発明の平滑手段に、分圧回路 3 2 及び比較信号生成回路 3 3、P W M 回路 3 4 が本発明の制御信号生成手段に、プリドライブ回路 6 6 が本発明のスイッチング手段に相当する。又、供給電圧選択回路 6 8 が本発明の供給電圧選択手段に、電圧検出回路 6 9 及びトランジスタ 8 が本発明の放電手段に相当する。

#### [第 2 実施形態]

次に、第 2 実施形態について説明する。

##### 【0062】

尚、本実施形態における電源装置は、第 1 実施形態における電源装置 1 とスイッチングレギュレータの構成が一部異なるだけである。従って、ここでは、第 1 実施形態の電源装置 1 と共通する構成要素については同一の符号を付して、その説明を省略し、異なる部分についてのみ詳述する。

##### 【0063】

ここで、図 4 は、本実施形態における電源装置の回路図である。

図 4 に示すように、電源装置 1 0 におけるスイッチングレギュレータ 7 0 のレギュレート I C 7 1 は、供給電圧選択回路 6 8 を削除すると共に、プリドライブ回路 6 6、チャージポンプ 6 5、電圧検出回路 6 9 に代えて、プリドライブ回路 7 6、チャージポンプ 7 5、電圧検出回路 7 9 を備える。

##### 【0064】

まず、プリドライブ回路 7 6 は、第 1 実施形態のプリドライブ回路 6 6 と同様に、P W M 回路 3 4 から供給される P W M 信号のハイレベル時の電圧を昇圧したり、P W M 信号のデューティ比が基準デューティ比よりも大きくなった際に、F E T 4 を O N 固定する。これに加えて、起動時には、ブート電圧を選択し、それ以後は、電圧検出回路 7 9 から供給される切替信号に基づいて、ブート電圧及びチャージ電圧のうち的一方を選択し、P W M 信号のハイレベル時の電圧を昇圧する際に用いるようにされている。

##### 【0065】

そして、電圧検出回路 7 9 は、第 1 実施形態の電圧検出回路 6 9 と同様に、入力フィルタ 2 と F E T 4 のドレインとの間の通電経路に接続され、入力電圧  $V_1$

が予め設定された上昇基準値（本実施形態では、4.5 V）を越えて上昇したのか否かを検出する一方、入力電圧 $V_1$ が予め設定された下降基準値を越えて下降したのか否かを検出し、それぞれの検出結果に基づいてトランジスタ 8 を ON・OFF する。これに加えて、入力電圧 $V_1$ がチャージ電圧を用いるべきチャージ電圧適用値（本実施形態では、6.0 V）を越えて下降しているか否かを検出する一方、入力電圧 $V_1$ がブート電圧を用いるべきブート電圧適用値（本実施形態では、6.5 V）を越えて上昇しているか否かを検出し、この検出結果に応じた切替信号をプリドライブ回路 7 6 に供給するようにされている。但し、電圧検出回路 7 9 は、入力電圧 $V_1$ がブート電圧適用値を越えて上昇していることを検出した際には、チャージポンプ 7 5 に対して、充電動作の停止を指示する動作停止指令を出力するようにされている。尚、この動作停止指令は、入力電圧 $V_1$ がチャージ電圧適用値を越えて下降していることを検出した際に解除するようにされている。

#### 【0 0 6 6】

又、チャージポンプ 7 5 は、チャージポンプ 6 5 と同様、一定時間毎に、入力フィルタ 2 と F E T 4 との間の通電経路から取り込んだ電力を当該チャージポンプ 7 5 に具備された複数のコンデンサに蓄積させ、これらコンデンサを直列に接続してチャージ電圧を生成する。これに加えて、電圧検出回路 7 9 から動作停止指令を受けると、充電動作を停止するようにされている。

#### 【0 0 6 7】

以上のように構成された電源装置 1 0 では、図 5 に示すように、電源投入時には、プリドライブ回路 7 6 は、ブート電圧を用いて、PWM 信号のハイレベル時の電圧を昇圧する。そして、エンジン始動により、入力電圧 $V_1$ がチャージ電圧適用値を越えて下降し、電圧検出回路 7 9 から切替信号を受けると、チャージ電圧を用いて PWM 信号のハイレベル時の電圧を昇圧する。（図中 1 回目のエンジン始動期間を参照。）。

#### 【0 0 6 8】

チャージ電圧を用いて PWM 信号のハイレベル時の電圧を昇圧したのち、入力電圧 $V_1$ が復帰して、入力電圧 $V_1$ がブート電圧適用値を越えて上昇し、電圧検出

回路 7 9 から切替信号を受けると、プリドライブ回路 7 6 は、ブート電圧を用いて PWM 信号のハイレベル時の電圧を昇圧する。尚、このとき、電圧検出回路 7 9 は、チャージポンプ 7 5 に対して動作停止指令を出力し、チャージポンプ 7 5 の充電動作を停止させる。

#### 【 0 0 6 9 】

従って、電源装置 1 0 によれば、第 1 実施形態の電源装置 1 と同様の効果が得られるだけでなく、入力電圧  $V_1$  が大きく低下して F E T 4 の O N 時間を長く設定する際にチャージ電圧を用いたり、入力電圧  $V_1$  が十分な大きさのブート電圧を確保できる程度に上昇した際にブート電圧を用いることができる。つまり、入力電圧の状態に応じて、チャージ電圧及びブート電圧のうちの適切な方を用いて PWM 信号を昇圧することができる。

#### 【 0 0 7 0 】

更に、スイッチングレギュレータ 7 0 がブート電圧を用いている際（つまり、チャージ電圧を用いていないとき）、チャージポンプ 7 5 の充電動作を停止するため、その分だけ電源装置 1 0 に供給されるべき電力を低減することができる。

尚、本実施形態では、プリドライブ回路 7 6 が本発明のスイッチング手段に相当し、電圧検出回路 7 9 が本発明のチャージ電圧適用値検出手段とブート電圧適用値検出手段とに相当する。

#### 【 0 0 7 1 】

ところで、本実施形態では、電圧検出回路 7 9 がチャージポンプ 7 5 に充電禁止指令を出力していたが、プリドライブ回路 7 6 が動作停止指令を出力するように設定しても良い。

以上、本発明の実施の形態について説明したが、本発明は、上記実施形態に何ら限定されることはなく、本発明の技術的範囲に属する限り種々の形態をとり得ることはいうまでもない。

#### 【 0 0 7 2 】

例えば、上記実施形態では、入力フィルタ 2 と F E T 4 との間の通電経路からチャージポンプ 6 5、7 5 のコンデンサ、及びブートストラップ回路 6 7 のコンデンサ C 4 へ電力を供給していたが、外部電源 G から別途、これらチャージポン



プ 6 5, 7 5 やブートストラップ回路 6 7 へ至る通電経路を設けても良い。又、他の外部電源が存在する場合には、他の外部電源からこれらチャージポンプ 6 5, 7 5 やブートストラップ回路 6 7 へ至る通電経路を設けても良い。尚、これらの場合、チャージポンプ 6 5, 7 5 とブートストラップ回路 6 7 とは別の通電経路からそれぞれ電力を供給されるように設定されていても勿論良い。

#### 【0 0 7 3】

又、上記実施形態において、電圧検出回路 6 9, 7 9 は、入力電圧  $V_1$  が上昇基準値や下降基準値、チャージ電圧適用値、ブート電圧適用値へ到達したのか否かを入力フィルタ 2 と F E T 4 との間の通電経路にて検出していたが、外部電源 G から別途設けた通電経路など、スイッチングレギュレータ 6 0, 7 0 に入力される電圧（入力電圧  $V_1$ ）を検出可能な通電経路であれば、どの通電経路で検出を行っても良い。

#### 【0 0 7 4】

又、上記実施形態において、PWM回路 3 4 の基準波形生成回路 3 4 1 は、三角波を生成するように設定されていたが、ノコギリ波や正弦波を生成するように設定されていても良い。

又、上記実施形態では、F E T 4 にMOS型のF E Tを用いたが、接合型のF E T（所謂、J - F E T）を用いても良い。

#### 【0 0 7 5】

又、上記実施形態では、基準電位生成回路 3 3 2 のコンデンサ C 3 を放電するのにトランジスタを用いたが、トランジスタに代えて、F E T やリレーを用いても良い。

又、上記実施形態では、本発明を車両に搭載された電源装置に用いたが、航空機や船舶などの他の移動体や、移動体以外に用いられる電源装置に適用しても良い。

#### 【図面の簡単な説明】

【図 1】 第 1 実施形態における電源装置の回路図である。

【図 2】 第 1 実施形態の電源装置を搭載する車載電子制御装置の概略構成図である。

【図 3】第 1 実施形態の電源装置の各部の動作と車両の動作とを示すタイミングチャートである。

【図 4】第 2 実施形態における電源装置の回路図である。

【図 5】第 1 実施形態の電源装置の各部の動作と車両の動作とを示すタイミングチャートである。

【図 6】従来の電源装置の一例を示す回路図である。

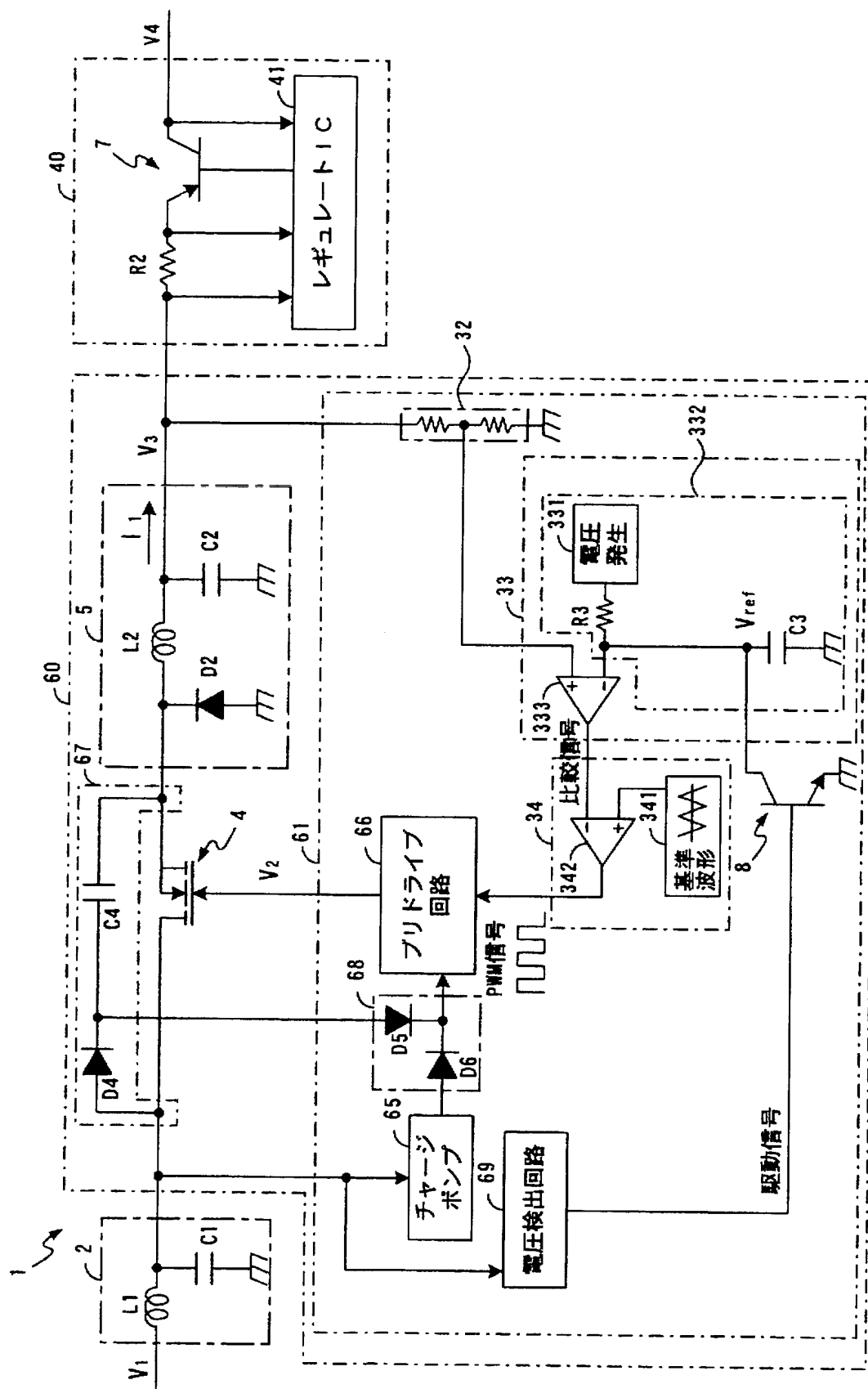
【図 7】従来の電源装置の各部の動作と車両の動作とを示すタイミングチャートである。

#### 【符号の説明】

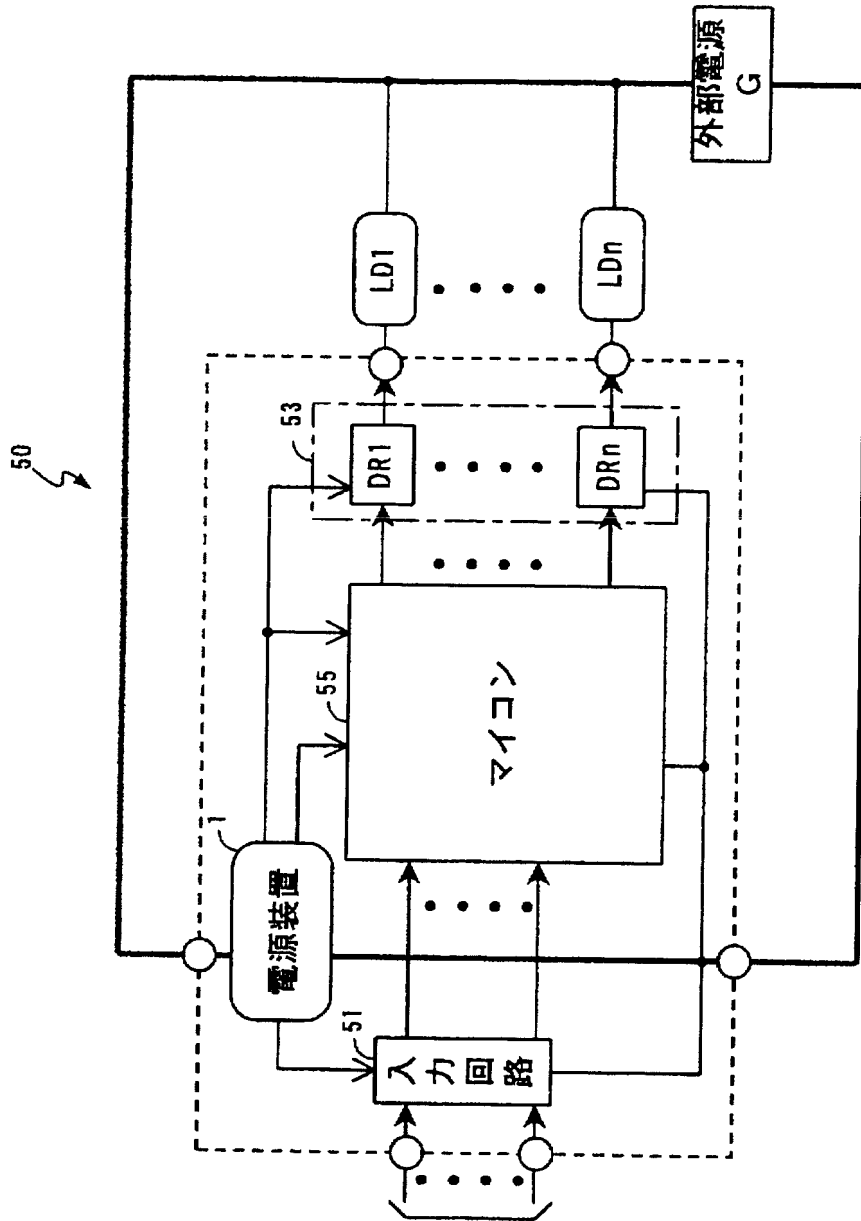
1, 10, 101…電源装置、2…入力フィルタ、5…平滑回路、7, 8…トランジスタ、30, 60, 70…スイッチングレギュレータ、31, 41, 61, 71…レギュレート IC、32…分圧回路、33…比較信号生成回路、34…PWM回路、35, 65, 75…チャージポンプ、36, 66, 76…ブリッドドライブ回路、40…シリーズレギュレータ、50…車載電子制御装置、51…入力回路、53…駆動回路、67…ブートストラップ回路、68…供給電圧選択回路、69, 79…電圧検出回路、331…電圧発生回路、332…基準電位生成回路、333, 342…演算増幅器、341…基準波形生成回路、C1, C2, C3, C4…コンデンサ、L1…コイル、D2…フライホイールダイオード、D4, D5, D6…ダイオード、G…外部電源、LD1～LDn…電子負荷、R2…電流検出用抵抗器、R3…抵抗器。

【書類名】 図面

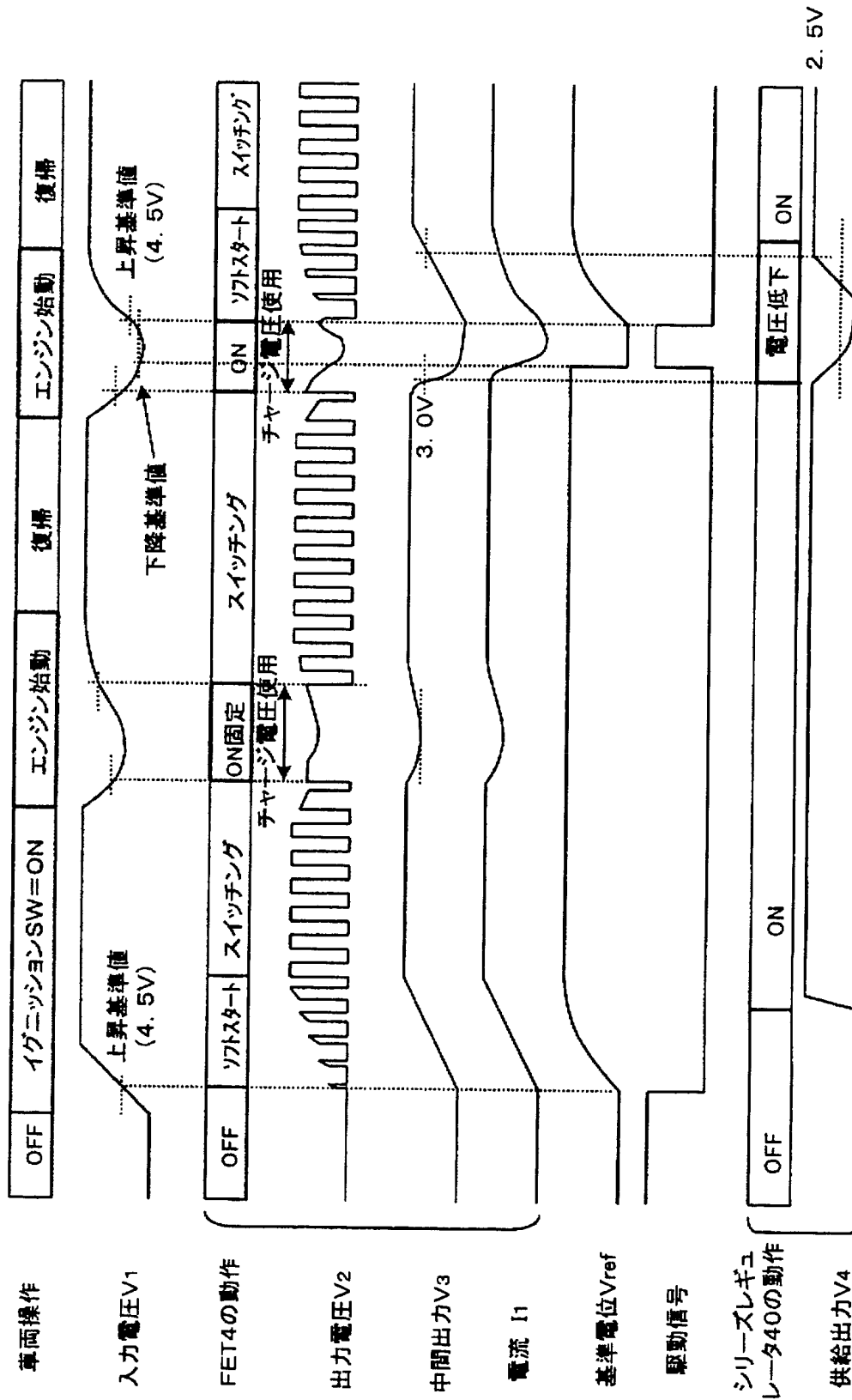
【図 1】



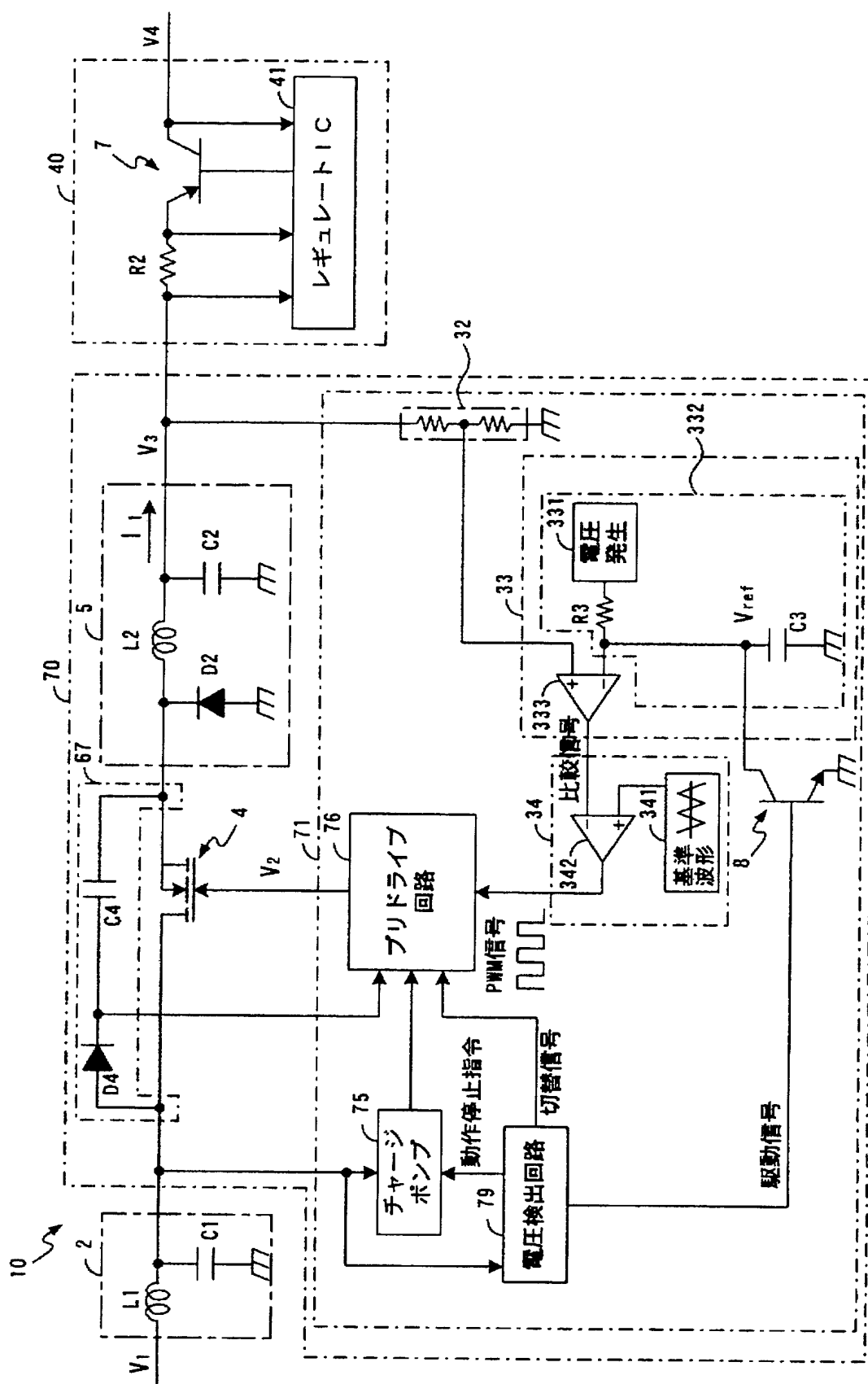
【図2】



【図 3】

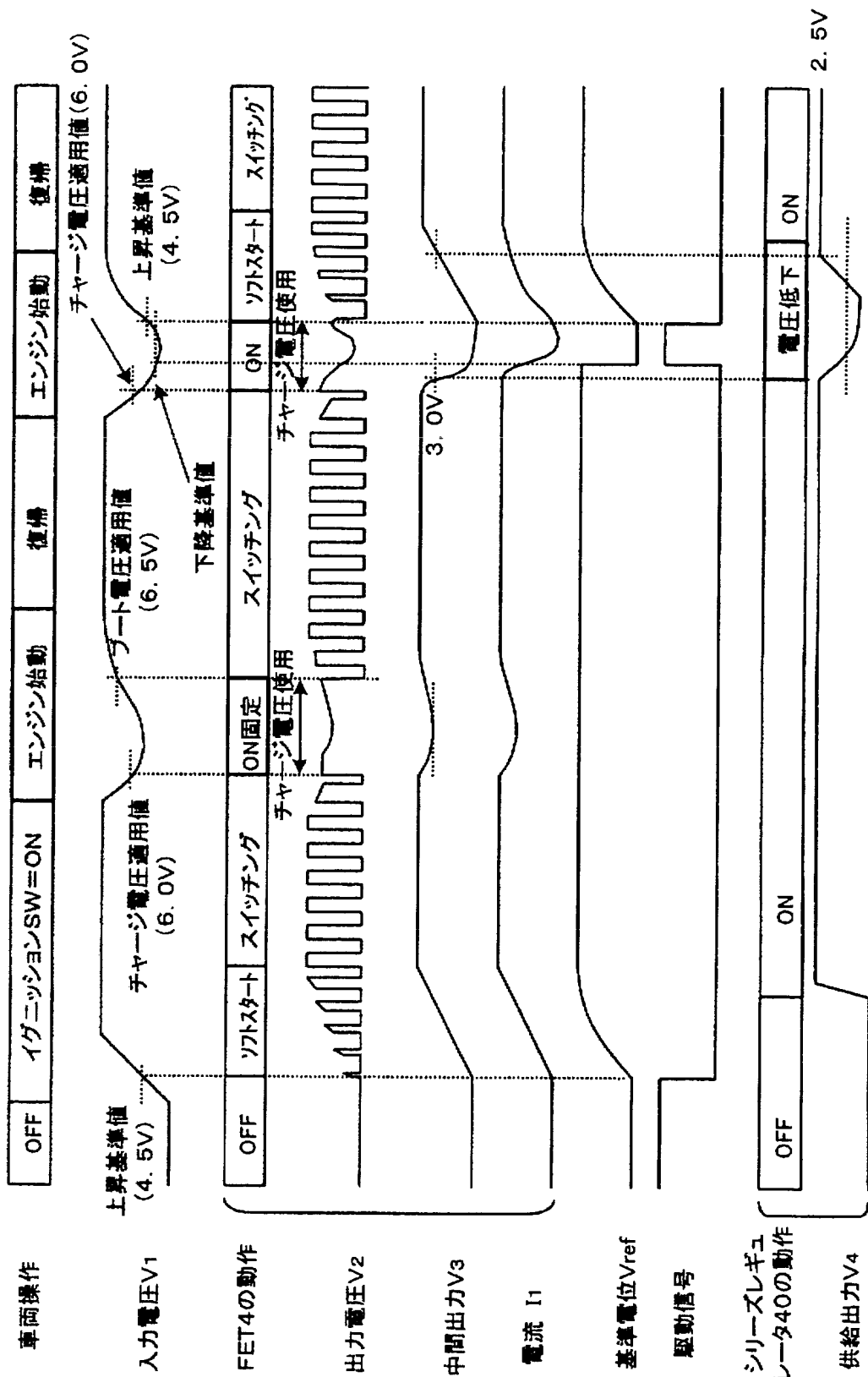


【図 4】

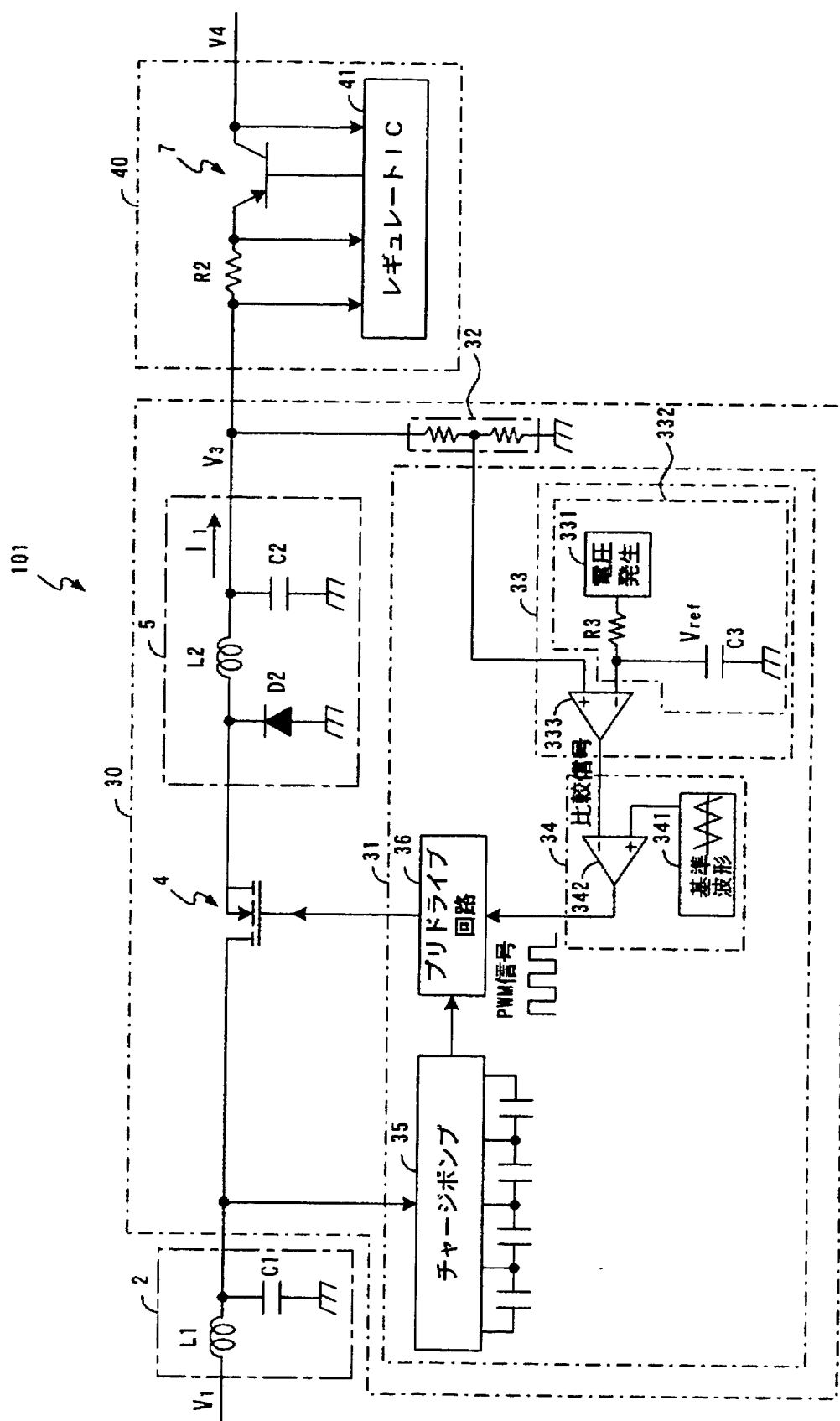




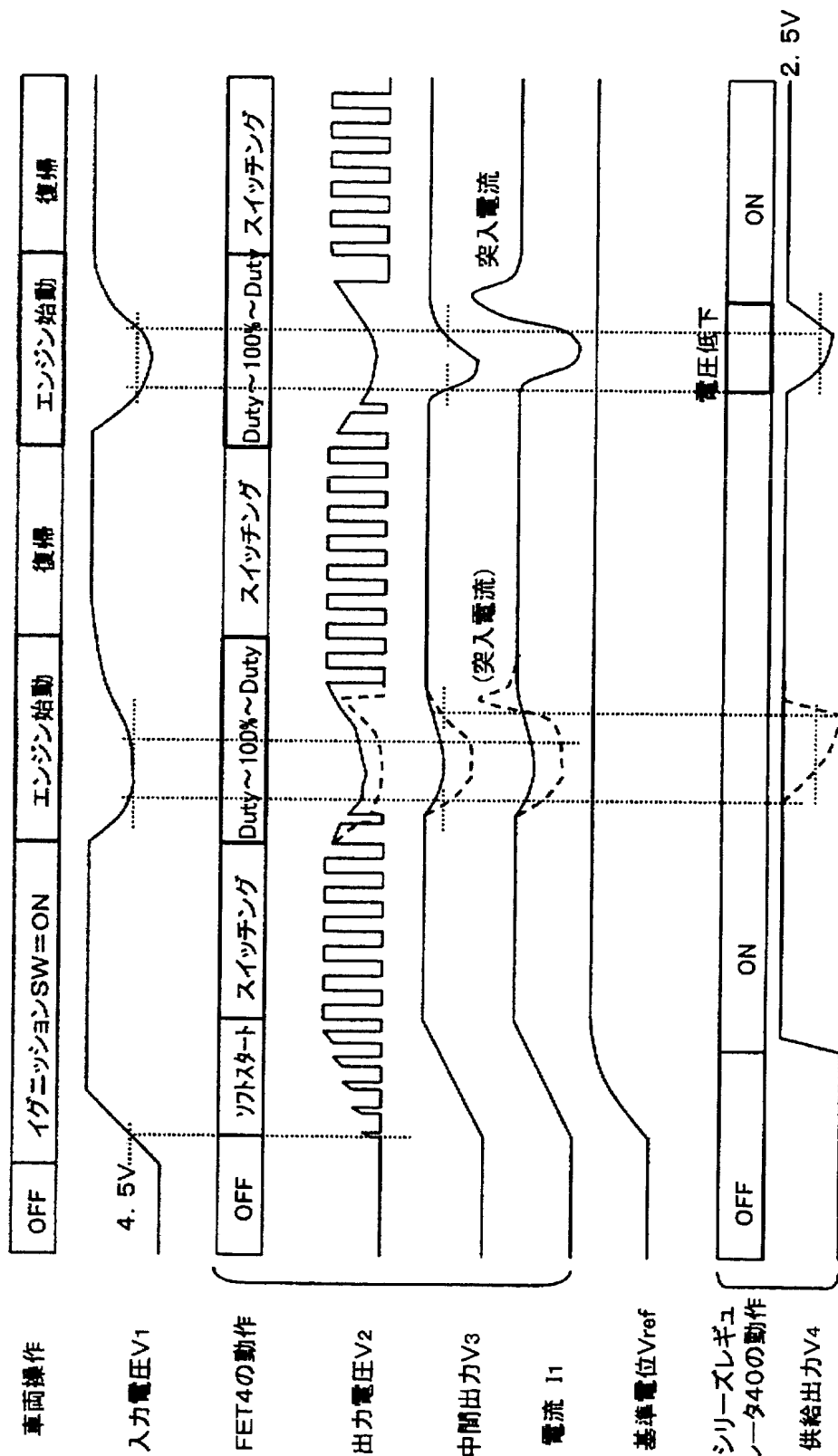
【図 5】



【図 6】



【図 7】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 スイッチングレギュレータと、これを備えた電源装置とにおいて、大掛かりなチャージポンプを備えずとも安定した動作を行うことを可能とする技術と、必要な時に確実にソフトスタートを行うことを可能とする技術とを提供する。

【解決手段】 スイッチングレギュレータ 6 0 は、F E T 4 のドレイン側から電力を取り込み、F E T 4 を O N するのに必要な電圧を生成するチャージポンプ 6 5 と、ダイオード D 4 のカソードとコンデンサ C 4 の一方の電極とを接続し、ダイオード D 4 のアノードを F E T 4 のドレイン側に接続する一方、コンデンサ C 4 の他方の電極を F E T 4 のソース側に接続してなるブートストラップ回路 6 7 とをプリドライブ回路 6 6 への電圧供給元として備える。又、比較信号生成回路 3 3 のコンデンサ C 3 を放電するトランジスタ 8 を備える。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 2 - 3 1 6 3 6 6

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[ 0 0 0 0 0 4 2 6 0 ]

1 . 変更年月日

1 9 9 6 年 1 0 月 8 日

[変更理由]

名称変更

住 所

愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地

氏 名

株式会社デンソー